Preis 0,80 RM.



Hamburger Funk-Technik

FÜR DEN FACHMANN UND DEN BASTLER

Von der Militärregierung genehmigt. Herausgeber und Hauptschriftleiter: Ing. H. Zimmermann, Hamburg 1, Stiftstrasse 15 / H. H. Nölke Verlag, Hamburg 20 Hegestrasse 40

Sonderdruck Nr. 2007 Februar 1947

Verbesserungen an Rundfunkgeräten in Theorie und Praxis

In Fortsetzung der in Sonderdruck Nr. 2004 und 2005 gebrachten Themen enthält der Sonderdruck 2007 folgendes:

1. Klangfarbenregler und Gegenkopplungen.
2. Erdung.
3. Fragen der Anpassung.

Klangfarbenregler

Alle moderneren Empfänger sind heute mit einem Klangfarbenregler ausgerüstet, der es gestattet, die Klangfarbe in weitem Umfange zu verändern. Während man bei der Sprachübertragung oft eine höhere Tonlage wünscht, wird bei Musik im allgemeinen die tiefere Tonlage gefordert.

Weiter kann man feststellen, daß modernere Empfänger ein ausgedehnteres Frequenzband besitzen als ältere Empfänger. Die älteren Empfänger haben den Nachteil, die hohen und besonders die tiefen Frequenzen benachteiligt wiederzugeben, während die heutigen Geräte die tiefen und hohen Frequenzen gegenüber den mittleren bevorzugen (Baßanhebung).

Nach welcher Richtung nun die Klangfarbe geändert wird, erfordert schaltungsmäßig verschiedene Maßnahmen. Aus der Vielzahl der verschiedenen Möglichkeiten sollen hier nun einige einfache Schaltungen erläutert werden.

Der Klangfarbenregler, der sich als Kopplungsglied zwischen zwei Röhren befindet, bildet einen frequenzabhängigen Spannungsteiler.

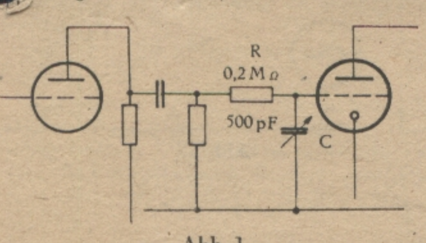


Abb. 1

Ein Anwendungsbeispiel zeigt Abb. 1. Bei tiefen Frequenzen ist der Widerstand des Kondensators C groß gegenüber dem Ohmschen Widerstand R. Bei zunehmender Frequenz nimmt jedoch der Widerstand des Kondensators ab, während der Ohmsche Widerstand bleibt. Bei ganz hohen Frequenzen ist der Widerstand von C klein gegenüber dem von R. Die höheren Frequenzen werden also geschwächt.

Ein weiterer einfacher Klangfarbenregler besteht nach Abb. 2 aus einem Kondensator, der parallel zur Endröhre liegt. Heute macht man von solch einer Anordnung zum Beispiel Gebrauch, um die Bevorzugung der hohen Töne bei Schutzgitterendröhren infolge der Zunahme des

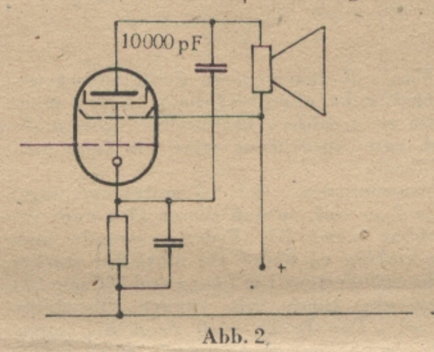


Abb. 2

Lautsprecherwiderstandes bei hohen Frequenzen zu vermindern. Da der Kondensator eine um so größere Schwächung verursacht je höher die Frequenz ist, schaltet man zweckmäßig vor den Kondensator noch einen Widerstand, um einen Kurzschluß bei höchsten Tönen zu vermeiden, siehe Abb. 3.

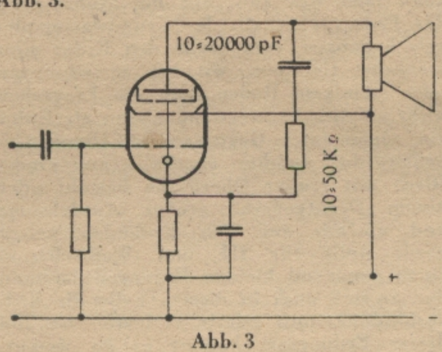


Abb. 3

Gehörrichtige Lautstärkeregelung

Da das menschliche Ohr logarithmisch hört, scheinen bei kleinen Lautstärken die tiefen Frequenzen benachteiligt, während die Lautstärke der hohen Töne größer ist.

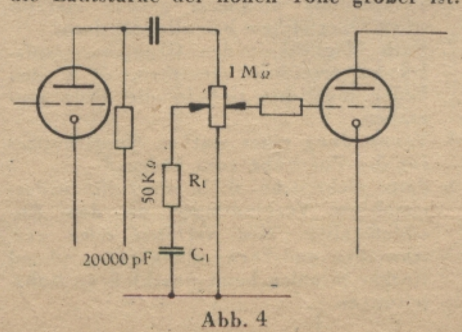


Abb. 4

Um diesem abzuhelfen, versieht man den Lautstärkeregler mit einer besonderen Anzapfung. Mit derselben wird bei zugedrehtem Regler durch die Kombination R_1C_1 für eine Bevorzugung der tiefen Frequenzen selbsttätig gesorgt. Je kleiner R und größer C, desto wirksamer ist die Tiefenanhebung. Abb. 4.

Gegenkopplungsschaltungen

In den meisten Geräten wird aus Gründen der Verstärkung eine Fünfpolendröhre verwendet, obwohl sie in bezug auf die Klanggüte durchaus nicht ideal arbeitet. Durch die inzwischen wohl allgemein bekannt gewordenen Gegenkopplungsschaltungen lassen sich die Nachteile der Fünfpolendröhre völlig beseitigen, wozu man nur wenig von ihrer höheren Verstärkung zu opfern braucht.

Die älteste Gegenkopplungsschaltung ist durch einen nicht kapazitiv überbrückten Widerstand R_k in der Kathodenleitung gegeben, siehe Abb. 5. Diese Schaltung ist als Stromgegenkopplung in Reihe zu den Eingangsklemmen aufzufassen. Der Eingang- und Innenwiderstand wird vergrößert.

Abb. 5

Eine weitere Gegenkopplungsschaltung zeigt Abb. 6.

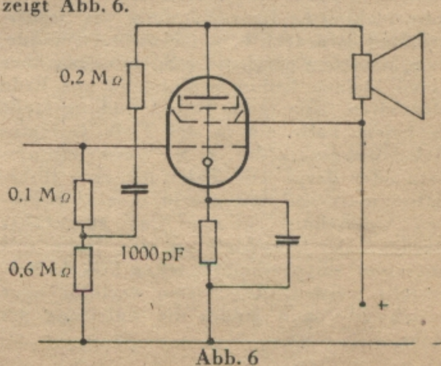


Abb. 6

Eine einfache Spannungsgegenkopplungsschaltung auf das Gitter einer Endröhre zeigt Abb. 7. In der wird ein Teil der Ausgangsspannung so zurückgeführt, daß sie in ihrer Phase zur Eingangsspannung der Endstufe entgegengerichtet ist und diese Eingangsspannung verringert. Die auftretenden nichtlinearen Verzerrungen werden herabgesetzt. Macht man den frequenzabhängigen Gegenkopplungskondensator C_1 kleiner, so ergibt sich eine stärkere Baßanhebung.

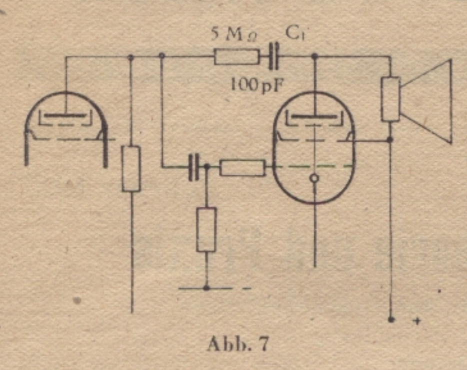


Abb. 7

Gegenkopplung mit Klangfarbenregelung kombiniert

Abb. 8 sieht eine Spannungsgegenkopplung zum Gitter der Endröhre vor. Der Kondensator C_1 ist zur Baßanhebung vorgesehen, während R_1 die Größe der Gegenkopplungsspannung bestimmt. Der

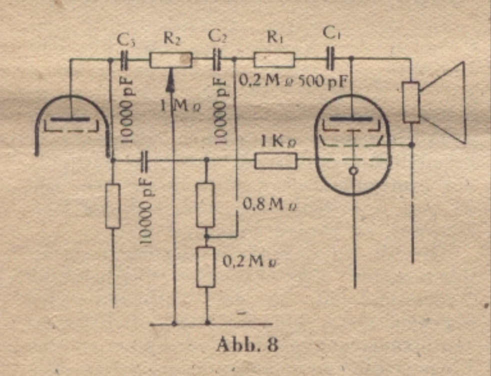


Abb. 8

Klangregler arbeitet so, daß bei rechtsstehendem Schleifer durch den Kondensator C_2 eine Höhenanhebung eintritt, während bei linksstehendem Schleifer durch den Kondensator C_3 eine Klangverdunkelung erfolgt.

Erdung

Zur Erzielung einer größtmöglichen Eingangsspannung ist auch eine gute Erdung erforderlich. Diese soll in einer weitgehend verlustlosen, d. h. widerstandslosen Erdverbindung vom Empfangsgerät aus bestehen. Gemäß VDE-Vorschriften ist eine gute elektrische Erdverbindung aus Schutzgründen erforderlich, um etwa auftretende, dem Menschen gefährliche Spannungen über einen kleinen Erdungswiderstand zur Erde abzuleiten. Eine gute Erdverbindung stellt in jedem Falle ein in der Erde verlegtes Rohrleitungsnetz dar, z. B. Wasserleitungsnetz oder dergl. Die Zuleitung zum Rohrleitungsnetz soll mit einem möglichst großen Querschnitt (4 mm² Cu) ausgeführt werden. Der Anschluß an das Rohr soll mit einer entsprechend starken Schelle hergestellt werden. Am besten verlötet oder verschweißt man jedoch die Zuleitung am Rohr.

Für den Fall, daß die Erdung an einem geerdeten Rohrleitungsnetz nicht möglich ist, muß ein besonderer Erder ausgelegt werden. Hierbei ist folgendes unbedingt zu beachten:

Zur Erfüllung der Forderung eines möglichst kleinen Erdungswiderstandes muß der Erder möglichst bis an oder unter den Grundwasserspiegel eingegraben werden, weil erst vom Grundwasserspiegel an genügend kleine Erdübergangswiderstände eintreten. (Hierzu siehe Abb. 9 — Erdungswiderstand in Abhängigkeit von der Eingrabtiefe mit Andeutung des Grundwasserspiegels.)

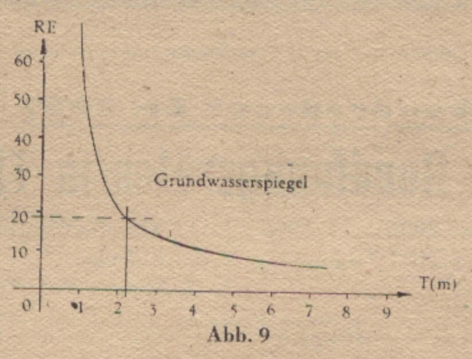


Abb. 9

Man soll daher, sofern der Grundwasserspiegel nicht allzu tief liegt, diesen möglichst zu erreichen versuchen. Eine praktisch gute Ausführung wäre wie folgt auszuführen:

Angenommen, der Grundwasserspiegel liege 2 m tief, so daß dieser also noch erreichbar wäre. Als Erder verwende man zweckmäßig entweder ein möglichst starkes Rohr (mindestens 1 m Länge und 150 mm ∅) oder ein Blech mit großer Oberfläche (1 m²). Der Erder wird dann bis unterhalb des Grundwasserspiegels eingegraben. (Er soll zumindest zum größten Teil bis unter den Grundwasserspiegel herunterragen!) Am oberen Ende des Erders schließt man dann den Zuleitungsdraht (4 mm²) an. (Am besten verlöten oder verschweißen!)

Für den Fall, daß der Grundwasserspiegel zu tief liegt und nicht erreichbar ist, kann man sich auch mit der Anbringung des Erders oberhalb des Grundwasserspiegels begnügen, man grabe den Erder aber möglichst tief ein. Wo bei zu schwerem oder steinigem Boden auch ein Eingraben nicht möglich ist, verwendet man als Erder ein sogenanntes Gegengewicht. Dieses Gegengewicht, welches ebenfalls aus einem Blech mit großer Oberfläche besteht oder einem Drahtgeflecht großer Ausdehnung und einfach auf den Erdboden gelegt wird, stellt für HF und Wechselstrom einen genügend kleinen Erdungswiderstand dar, so daß auch in diesem Falle die Erdverbindung noch relativ verlustlos ist. Bei dieser Erdungsart kommt es im wesentlichen auf einen guten kapazitiven Erdschluß an, man muß also eine möglichst große Erdkapazität des Erders zu erreichen versuchen.

Zusammenfassend kann also gesagt werden, daß es bei einer Erdung auf folgende Punkte besonders ankommt:

1. Verwendung möglichst großer metallischer Oberflächen bei allen Erdern.
2. Nach Möglichkeit den Grundwasserspiegel zu erreichen versuchen, d. h. den Erder möglichst tief in die Erde eingraben.
3. Verwendung eines starken Querschnittes für die Zuleitung zum Erder.
4. Satte elektrische, d. h. möglichst widerstandslose Verbindungen an den Anschlußstellen, also verlöten oder verschweißen und Verwendung entsprechend starker Schellen beim Anschluß an Rohrleitungen.

Richtige Anpassung

Allgemein versteht man unter Anpassung die entsprechende Dimensionierung eines Schaltelementes um in oder am letzteren ein Optimum an Spannung, Strom oder Leistung zu erhalten. Betrachten wir zur allgemeinen Erläuterung eine Stromquelle, dann gilt für die soeben angeführten Fälle folgendes:

1. **Spannungsanpassung** ist dann vorhanden, wenn der Außenwiderstand $R_a = \infty$. Da in diesem Falle der Strom $J = o$ ist, der Stromquelle also keine Energie entnommen wird, kann die EMK der Stromquelle in voller Höhe am Außenwiderstand abgegriffen werden.
   Hierzu siehe Abb. 10 und Kurve 1, $U = f(R_a)$ in Abb. 13.
   $U_{opt} = E - 1 \cdot R_a = E - O \cdot R_a = E$

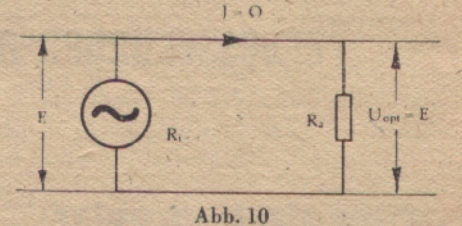


Abb. 10

2. **Stromanpassung** ist dann vorhanden, wenn der Außenwiderstand $R_a = o$ (Kurzschluß). In diesem Falle ist die am Außenwiderstand liegende Spannung $U = o$, die Stromquelle kurzgeschlossen und es würde der Strom $J = \infty$ fließen. Hierzu siehe Abb. 11 und Kurve 2, $J = f(R_a)$ in Abb. 13.

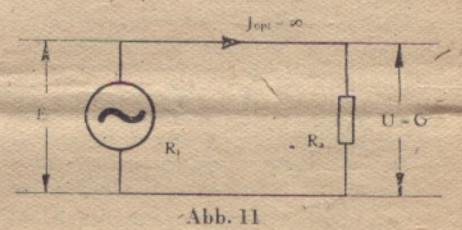


Abb. 11

3. **Leistungsanpassung** ist dann vorhanden, wenn der Stromquelle die maximal entnehmbare Leistung entnommen wird, d. h. wenn $R_i = R_a$.
   Hierzu siehe Abb. 12 und Kurve 3, $N = f(R_a)$ in Abb. 13.

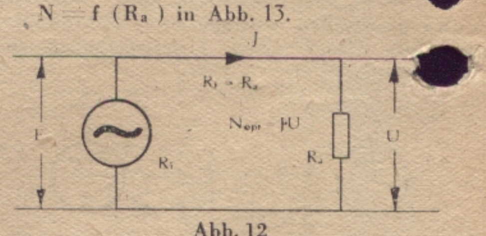


Abb. 12

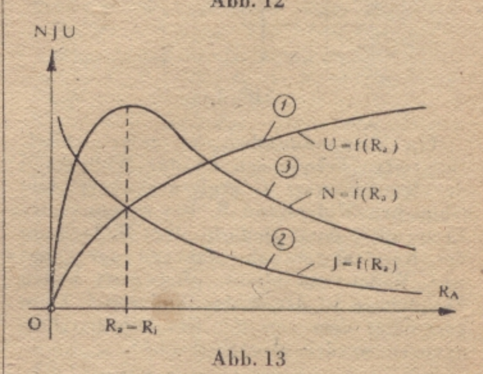


Abb. 13

Nach dem zweiten Kirchhoffschen Gesetz ist:

$$J \cdot R_i - J \cdot R_a = O$$

wobei der Innenwiderstand R_i als konstant gilt.

Für den ersten Grenzfall, wobei $R_a = \infty$ während der Strom $J = 0$, wird auch die am Außenwiderstand R_a liegende Spannung

$$U = J \cdot R_a = 0,$$

d. h. in diesem Falle wird an den Außenwiderstand R_a keine Leistung abgegeben.

Für den zweiten Grenzfall, wobei $R_a = 0$ während $J = \infty$, ist auch die am Außenwiderstand liegende Spannung $U = 0$. Die an den Außenwiderstand R_a abgegebene Leistung ist also ebenfalls gleich Null.

Wie aus Abb. 13 (Kurve 3, $N = f\,[R_a]$) hervorgeht, wird an den Außenwiderstand R_a das Optimum an Leistung abgegeben, wenn $R_a = R_i$.

Eine hundertprozentige Strom- bzw. Spannungsanpassung läßt sich praktisch nicht erreichen, weil man einerseits für Stromanpassung R_a nicht gleich 0 und andererseits für Spannungsanpassung R_a nicht unendlich groß ausführen kann.

In der Praxis spricht man daher von Spannungsanpassung, wenn

$$R_a > R_i$$

und von Stromanpassung, wenn

$$R_a < R_i.$$

Anpassung bei einem Spannungsverstärker

a) Bei Trioden und RC-Kopplung:

Der Verstärkungsfaktor V hierfür berechnet sich wie folgt:

$$V = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

Mit wachsendem R_a steigt also der Verstärkungsfaktor V an. Der sog. ideale Verstärkungsfaktor $V = 1/D$ wird erreicht, wenn das Verhältnis $R_a / (R_i + R_a)$ gleich 1 wird. Dies trifft aber erst dann zu, wenn R_a unendlich groß wird, was dann, allerdings eine Unterbrechung des Anodenstromkreises bedeutet. Man erkennt also, daß dem Anpassungsgrad ganz bestimmte praktische Grenzen gesetzt sind.

Es kommen daher praktisch für R_a Werte von dem fünf- bis zehnfachen Innenwiderstand der Röhre zur Anwendung. Also:

1) $\underline{R_a = (5 \text{ bis } 10) \cdot R_i}$

Es handelt sich also hier praktisch um eine Spannungsanpassung, da man $R_a > R_i$ ausführt.

b) Bei einer Penthode mit RC-Kopplung:

Gegenüber einer Triode haben Penthoden einen sehr viel größeren Innenwiderstand, d. h. man kann in diesem Falle den Außenwiderstand R_a im Verhältnis nur sehr viel kleiner ausführen als bei Trioden.

Da $R_a \ll R_i$, erhalten wir bei Penthoden die Verstärkung zu

$$V\,\text{ca.} = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_i}\,\text{ca.} = S \cdot R_a$$

Zur Erreichung einer großen Verstärkung ist also R_a möglichst groß zu machen. Da zwecks Einhaltung der für die Röhre erforderlichen Anodenspannung der Außenwiderstand R_a nicht beliebig groß gewählt werden darf, ist auch hier eine praktische Grenze gezogen, d. h. in diesem Falle läßt sich keine Spannungsanpassung durchführen, sondern man ist gezwungen, eine Stromanpassung auszuführen. Man wählt also $R_a < R_i$ nämlich:

(2) $\underline{R_a = \left(\frac{1}{5-10}\right) \cdot R_i}$

Anpassung an Endstufen

a) Bei normaler Endstufe in A-Schaltung:

Bei Endstufen muß man zur Erzielung der maximalen Ausgangsleistung bestrebt sein, die maximale Anodenverlustleistung voll auszunutzen (s. Abb. 14a und 14b).

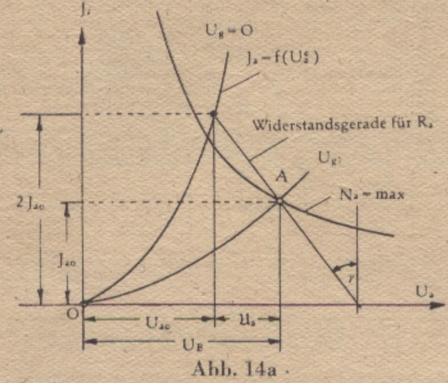


Abb. 14a

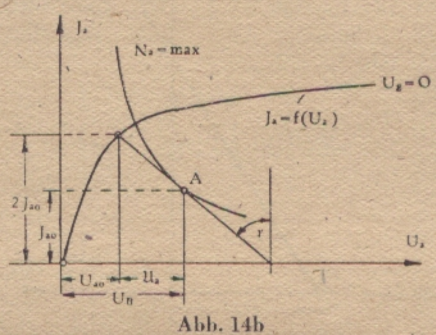


Abb. 14b

Zu diesem Zweck muß der Arbeitspunkt A auf der in Abb. 14a und 14b dargestellten Kurve $N_a = \max$ liegen. Da bei voller Aussteuerung, also im Bereich von $u_g = 0$ bis $J_a = 0$, der Anodenwechselstrom ungefähr gleich dem Anodengleichstrom zu setzen ist, muß die Widerstandgerade für R_a, die J_a - U_a - Kennlinie für $u_g = 0$ bei 2 J_{ao} schneiden. Der Arbeitspunkt A liegt dagegen auf der Höhe von J_{ao} im Schnittpunkt von N_a max mit der J_a-Kurve für die Gittervorspannung u_{g1}.

Bei gegebener Betriebsspannung U_B läßt sich nun aus dem J_a - U_a - Kennlinienfeld mit Hilfe der Widerstandsgeraden die Anodenruhespannung U_{ao} ermitteln, da die Betriebsspannung U_B = Anodenruhespannung U_{ao} + Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ ist. Für den Anodenwiderstand R_a erhalten wir somit

(3) $R_a = \operatorname{tg} \gamma = \frac{\mathfrak{U}_a \text{ (Volt)}}{J_{ao} \text{ (Amp.)}}$

Die Werte $\mathfrak{U}_a$ und J_{ao} können direkt aus dem J_a-U_a-Kennlinienfeld abgegriffen werden. Die Ermittlung des Anodenwiderstandes R_a nach diesem Schema gilt sowohl für Endtrioden (Abb. 14a), als auch für Endpenthoden (Abb. 14b).

Anpassung an einen Ausgangsübertrager

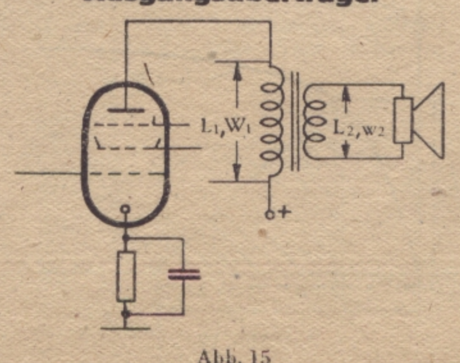


Abb. 15

Bei Anpassung mit einem Ausgangsübertrager wird der Anodenwiderstand Ra durch den primären induktiven Widerstand des Ausgangsübertragers dargestellt. Neben der Ausführung des richtigen Übersetzungsverhältnisses kommt es im wesentlichen darauf an, die richtige Primär-Induktivität L_1 zu erreichen.

Unter Vernachlässigung der primären und sekundären Verlustwiderstände ergibt sich das Übersetzungsverhältnis zu

(4) $$ü = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{R_s}{R_a}}$$

worin R_s = Sek.-Wdst. des Ausgangsübertragers.

Für den geforderten Anodenwiderstand Ra errechnet sich bei der zu übertragenden tiefsten Frequenz die Mindestprimärinduktivität zu

(5) $$L'_1 = \frac{1}{\omega_t} \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

Nach der zu übertragenden Wechselstromleistung Nw erfolgt jetzt die Wahl des entsprechenden Eisenkernes. (Nach Angaben der Herstellerfirmen bzw. der bekannten Eisenkonstanten.)

Man erhält daraus den Kernquerschnitt, Fensterquerschnitt und die in Frage kommende magnetische Induktion B.

Um mit dem Arbeitspunkt auf dem geradlinigen Teil der $\mathfrak{B}$-$\mathfrak{H}$-Kurve zu bleiben, wählt man meist eine magnetische Induktion von nur $\mathfrak{B}$ = 4—6000 Gauß.

Die primäre Windungszahl W_1 errechnet sich danach aus der anliegenden effektiven Wechselspannung zu

(6) $$W_1 = \frac{U_{1eff} \cdot 10^8}{4 \cdot F_E \cdot \mathfrak{B} \cdot f_t}$$

Mit diesem soeben erhaltenen Wert kontrolliert man die Primär-Induktivität L_1 nach folgender Formel:

(7) $$L_1 = 0{,}4\,\pi \cdot \frac{F_E}{\delta'} \cdot W_1^2 \cdot 10^{-8}$$

worin δ' = reduzierter Luftspalt in cm

$$\delta' = \delta + 1.1 \frac{le}{\mu}$$

δ = tatsächlicher Luftspalt
le = Kraftlinienlänge
μ = Permeabilitätskonstante

L_1 muß sich hiernach mindestens zu einem so hohen Wert ergeben, wie er bereits vorher als Forderung (Mindestwert) aus Formel (5) errechnet wurde. Wenn sich L_1 kleiner ergibt als gefordert, ist die Rechnung mit kleinerer magnetischer Induktion zu wiederholen.

Bei der Ermittlung des Drahtdurchmessers der Primärwicklung muß man, um einen möglichst kleinen primären Verlustwiderstand zu erhalten, bestrebt sein, den zur Verfügung stehenden Wickelraum (Fensterquerschnitt) gut auszunutzen. In der Praxis rechnet man hierfür mit Stromdichten von 1—2 Amp/mm².

Anpassung an einen Gegentakt-A-Ausgangsübertrager

Hierbei liegt der Arbeitspunkt A in der Mitte des gradlinigen Teiles der I_a-u_g-Kennlinie. Der größte Aussteuerungsbereich liegt hier also genau wie bei einer normalen A-Endstufe zwischen $I_a = 0$ und $u_g = 0$. Wie aus der Schaltung (Abb. 16) hervorgeht, ist der Gesamtprimärwiderstand des Ausgangsübertragers:

(8) $R_p = 2 \cdot R_a$, also $R_p = 2 \cdot \frac{\mathfrak{U}_a}{J_{ao}}$

auszuführen.

Die Werte U_a und I_{ao} erhält man wieder aus dem J_a-U_a-Kennlinienfeld.

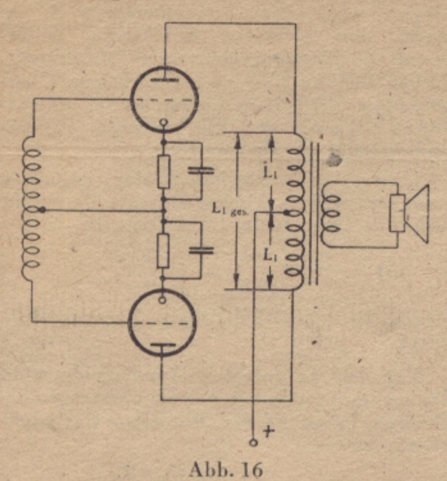


Abb. 16

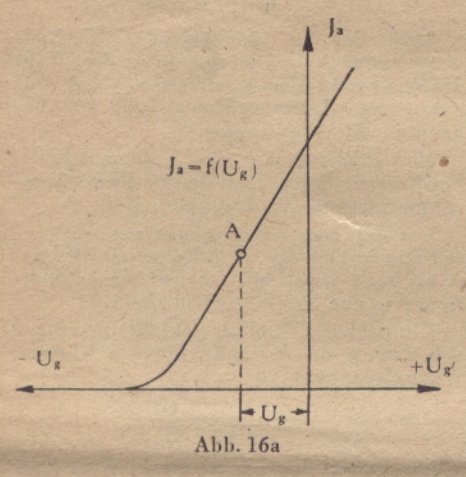


Abb. 16a

Demnach ist auch:

$$L_{1ges.} = 2 \cdot L_1, \text{ also}$$

$$(9) \quad L_{1ges.} = 2 \cdot \frac{1}{\omega t} \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

Daraus ergibt sich entsprechend der anliegenden effektiven Wechselspannung die Gesamtwindungszahl zu:

$$W_{1ges.} = 2 \cdot W_1, \text{ also}$$

$$(10) \quad W_{1ges.} = 2 \cdot \frac{U_{1eff} \cdot 10^8}{4 \cdot F_E \cdot \mathfrak{B} \cdot ft}$$

Zur Vermeidung von Verzerrungen muß man auf dem geradlinigen Teil der $\mathfrak{B}$-$\mathfrak{H}$-Kurve arbeiten, weshalb die magnetische Induktion mit nur 4—6000 Gauß gewählt werden darf.

Mit dem aus der letzten Formel erhaltenen Wert der Gesamtwindungszahl kontrolliert man mit Hilfe der Formel (11) die Gesamtprimärinduktivität L1ges., die man als Forderung (Mindestwert) aus Formel (9) erhalten hat.

$$(11) \quad L_{1ges} = 0{,}4\,\pi \cdot \frac{F_E}{\gamma} \cdot W_{1g}^2 \cdot 10^{-8}$$

Hiernach muß sich L1ges. mindestens zu dem in Formel (9) geforderten Wert ergeben, andernfalls ist die Rechnung mit kleinerem B zu wiederholen.

Anpassung an einen Gegentakt-B-Ausgangsübertrager

Der Arbeitspunkt A liegt hier soweit negativ, daß I_{ao} ca. = O. Hierdurch erreicht man, daß eine Röhre nur die positive, während die andere nur die negative Wechselspannungshalbwelle überträgt. Der Aussteuerungsbereich gegenüber einer Endstufe in A-Schaltung wird hierdurch verdoppelt.

Bei Gegentakt-B-Endstufen erhält man den Anodenwiderstand Ra bei voller Ausnutzung der Anodenverlustleistung aus den Formeln (12) und (13).

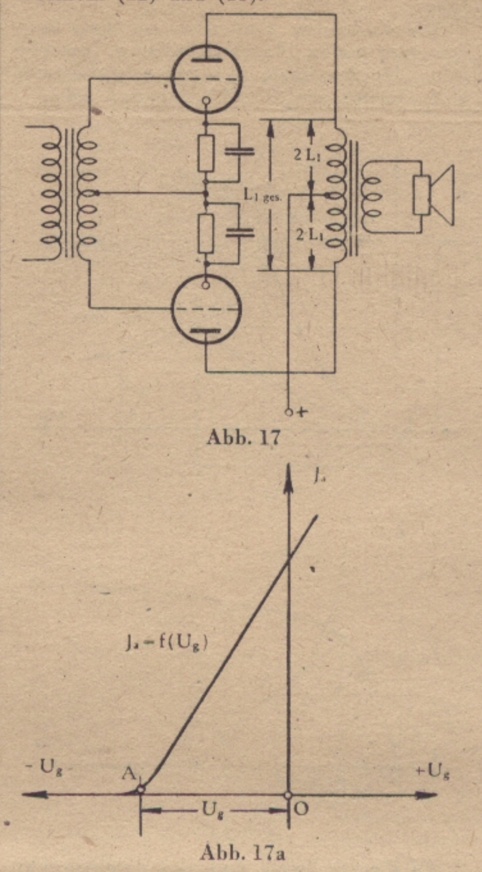


Abb. 17

Abb. 17a

1. Bei Trioden:

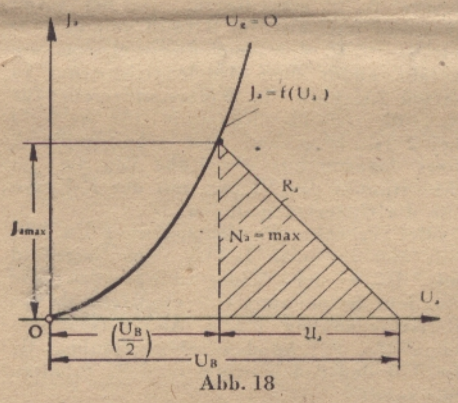


Abb. 18

Hierbei erhält man die maximale Anodenverlustleistung, wenn die Widerstandsgerade für R_a die I_a-U_a-Kurve für die Gittervorspannung $u_g = O$ bei $U_B/2$ schneidet. Daraus ergibt sich der Anodenwiderstand R_a zu:

$$(12) \quad Ra = \frac{U_B}{2 \cdot J_{a\,max}}$$

(siehe Abb. 18)

2. Bei Penthoden:

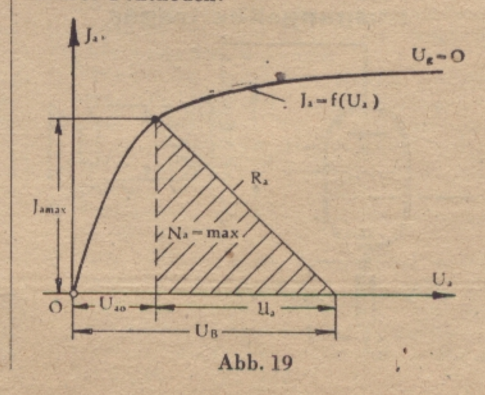


Abb. 19

Die maximale Anodenverlustleistung erhält man hierfür, wenn die Widerstandsgerade für Ra die Ia-Ua-Kurve (für die Gittervorspannung $U_g = O$) im Knick schneidet. Den Anodenwiderstand R_a erhält man daraus zu:

$$(13) \quad Ra = \frac{U_B - U_{ao}}{J_{a\,max}}$$

siehe Abb. 19!

Der Gesamtprimärwiderstand des Ausgangsübertragers bei einer Gegentakt-B-Endstufe beträgt:

$$(14) \quad R_P = 4 \cdot R_a$$

Für R_a wären die sich jeweils aus den Formeln (12) und (13) ergebenden Werte einzusetzen. Die Gesamtprimärinduktivität beträgt demnach:

$$(15) \quad L_{1ges.} = 4 \cdot L_1$$

Die weitere Berechnung der Primärinduktivität sowie der Windungszahl erfolgt wie in den Formeln (9), (10) und (11) unter Gegentakt-A-Ausgangsübertrager angegeben.

*) Um die maximal zulässige Anodenverlustleistung nicht zu überschreiten, darf der Anodenwiderstand nicht unter den sich aus Formel (16) ergebenden Wert gewählt werden.

$$R_a \geq \frac{U_B^2}{10 \cdot N_{a\,max}}$$

*) Nach W. Kleen.
Literatur: Kammerloher HF-Technik I

Hinweis! Im Sonderdruck Nr. 2008 werden zu diesen grundlegenden Ausführungen über Anpassung Beispiele mit Erläuterungen gebracht.

HFT-Briefkasten

Frage: In meiner Bastelkiste habe ich verschiedene noch recht gute Einzelteile, die ich gerne zum Bau Ihres Zweikreisers (Bauanl. Nr. 2) verwenden möchte. Unter anderem besitze ich einen alten Zweifachdrehkondensator von 2 mal 500 cm. Derselbe ist nicht auf Calit aufgebaut und besitzt keine Trimmer. Kann ich diesen Drehkondensator für den Zweikreiser verwenden? K. L., Düsseldorf

Wir antworteten: Ihre alten Teile können Sie natürlich bei den heutigen Materialschwierigkeiten ohne weiteres zum Bau eines modernen Empfängers verwenden. — Bei dem Einbau dieses alten Drehkondensators können Sie allerdings nicht erwarten, daß das Gerät die gleiche Empfindlichkeit aufweist, als wenn Sie einen modernen Drehkondensator mit Calit-Isolation verwenden. Die alten Drehkondensatoren sind vorwiegend auf Hartgummi aufgebaut und der über den Isolierstoff abfließende Anteil der Hochfrequenzenergie ist um ein Vielfaches größer als bei einem modernen Kondensator mit Calit-Isolation. Die bei dem alten Drehkondensator fehlende kapazitive Abgleichmöglichkeit läßt sich durch den zusätzlichen Einbau zweier Trimmer ermöglichen. Dieselben sind parallel zum Drehkondensator zu schalten und müssen eine Kapazität von 10 bis 40 pF besitzen. Durch Verstellen dieser Trimmer in Verbindung mit dem Spulenabgleich ist dann ein Abgleich der beiden Abstimmkreise aufeinander möglich.

Wihag EP 56 Hbg. 02306 C 3/7609 5000